

SPECIFICATION

TO ALL WHOM IT MAY CONCERN:

BE IT KNOWN that we, TAKAHIRO YAMAGUCHI a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan, MASAHIRO ISHIDA a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan and MANI SOMA a subject of U.S.A. residing at Seattle, WA U.S.A. have invented certain new and useful improvements in

"APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING CLOCK SKEW"

and we do hereby declare that the following is a full, clear and exact description of the same; reference being had to the accompanying drawings and the numerals of reference marked thereon, which form a part of this specification.

クロック・スキュー測定装置およびその方法

発明の背景

この発明は、クロック分配回路で分配された複数のクロック信号間のスキューを測定する、クロック・スキュー測定装置およびクロック・スキュー測定方法に関する。

従来、クロック・スキューは、タイムインターバル・アナライザ (Time Interval Analyzer) や周波数カウンタ (Frequency counter) をもちいて統計的に推定されている。即ち図1に示すように例えばクロック信号源11からの基準クロック信号CLK₀をレジスタ12j, 12kに分配供給した場合、レジスタ12j, 12kにおける被測定クロックCLK_j, CLK_kのそれぞれをタイムインターバル・アナライザ13に入力してタイムインターバル・アナライザ13は、被測定クロック信号CLK_jとCLK_kのゼロクロス点の各タイミング差を測定し、その揺らぎ (fluctuation) をヒストグラム解析 (histogram analysis) によりクロック・スキューを測定する。タイムインターバル・アナライザ13を用いたクロック・スキュー測定例については、たとえば、Wavecrest Corp., Jitter Analysis Clock Solutions, 1998. に記載されている。

しかし、このタイムインターバル・アナライザを用いるクロック・スキュー測定法は、1回のゼロクロス点間の測定の後、次の測定をおこなえないデッド時間 (dead-time) があるため、このためヒストグラム解析に必要なデータ数を獲得するのに時間がかかるという問題がある。また、タイムインターバル・アナライザを用いるクロック・スキュー測定法は、周波数の異なるクロック間のスキューを測定できない。このため、局所的クロック (Local clock) とグローバルなクロック (global clock) の精確な制御のためには新しいクロック・スキュー測定法が必要である。

この発明の目的は従来よりも短時間でクロック間のスキューを測定できるクロック間スキュー測定装置およびその方法を提供することにある。

この発明の他の目的は周波数が異なるクロック間のスキューも推定することができるクロック間スキュー測定装置及びその方法を提供することにある。

発明の概要

この発明によるクロック・スキュー測定装置は複数の被測定クロック信号のタイミング・ジッタ系列を推定するタイミング・ジッタ推定手段と、上記複数のタイミング・ジッタ系列を入力とし、それらのタイミング差系列を計算し、クロック・スキュー系列を出力するクロック・スキュー推定手段と、を具備する。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、上記クロック・スキュー系列を入力とし、複数のクロック・スキュー系列間の差を求める第2クロック・スキュー推定手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、上記タイミング・ジッタ系列を入力とし、被測定クロック信号を逡倍したタイミング・ジッタ系列を出力する周波数逡倍手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、上記複数の被測定クロック信号の理想クロック・エッジ間のタイミング誤差を推定し、クロック・スキューの確定的成分を出力する確定的クロック・スキュー推定手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、クロック・スキュー系列を入力とし、クロック・スキュー系列から上記被測定クロック信号のクロック・スキュー値を求めるクロック・スキュー検出手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記タイミング・ジッタ推定手段は、被測定クロック信号を複素数の解析信号に変換する解析信号変換手段と、上記解析信号の瞬時位相を求める瞬時位相推定手段と、上記瞬時位相からリニア瞬時位相を除去して瞬時位相雑音を得るリニア位相除去手段と、上記瞬時位相雑音を入力とし、上記解析信号の実数部のゼロクロス・タイミングに近い上記瞬時位相雑音データのみをサンプリングし、タイミング・ジッタ系列を出力するゼロクロス・サンプリング手段と、によって構成されることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記解析信号変換手段は、上記被測定クロック信号が供給され、被測定クロック信号から基本周波数付近の成分のみを取り出し、被測定クロック信号を帯域制限する帯域通過処理手段と、上記帯域通過処理手段の出力信号をHilbert変換し入力信号のHilbert変換対を生成するHilbert変換手段と、によって構成されることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記解析信号変換手段は、上記被測定クロック信号が供給され、被測定クロック信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換する周波数領域変換手段と、上記両側スペクトル信号における被測定クロック信号の正の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限処理手段と、上記帯域制限処理手段の出力を時間領域の信号に逆変換する時間領域変換手段とによって構成されることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記解析信号変換手段は、上記被測定クロック信号が供給され、被測定クロック信号を蓄積するバッファメモリを備え、バッファメモリより信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出す手段と、その取り出された各部分信号に窓関数を乗算する手段と、その乗算された各部分信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換する手段と、その周波数領域に変換された両側スペクトル信号から被測定クロック信号の正の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限処理手段と、上記帯域通過処理手段の出力を時間領域の信号に逆変換する手段と、その時間領域に変換された信号に上記窓関数の逆数を乗じて帯域制限された解析信号を得る手段と、によって構成されることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、上記被測定クロック信号を入力とし、アナログ信号を離散化（デジタル化）しデジタル信号に変換する、A/D変換手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置は、上記被測定クロック信号を入力とし、被測定クロック信号の振幅変調成分を除去し、被測定クロック信号の位相変調成分のみを取り出す、波形クリップ手段を具備することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記クロック・スキュー検出手段は、供給されたクロック・スキュー系列の最大値と最小値との差を求めるピーク・トゥ・ピーク検出手段であることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記クロック・スキュー検出手段は、供給されたクロック・スキュー系列の二乗平均値（RMS値）を求めるRMS検出手段であることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定装置において、上記クロック・スキュー検

ミングに近い上記瞬時位相雑音データのみをサンプリングし、タイミング・ジッタ系列を出力するステップと、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号を解析信号に変換するステップは、上記被測定クロック信号から基本周波数付近の成分のみを取り出し、被測定クロック信号を帯域制限するステップと、上記帯域通過処理手段の出力信号をHilbert変換し入力信号のHilbert変換対を生成するステップと、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号を解析信号に変換するステップは、上記被測定クロック信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換するステップと、上記両側スペクトル信号における正の基本周波数付近の成分のみを取り出すステップと、上記帯域制限処理手段の出力を時間領域の信号に逆変換するステップと、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号を解析信号に変換するステップは、上記被測定クロック信号をバッファメモリに蓄積するステップと、バッファメモリより信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出すステップと、その取り出された各部分信号に窓関数を乗算するステップと、その乗算された各部分信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換するステップと、その周波数領域に変換された両側スペクトル信号から被測定クロック信号の正の基本周波数付近の成分のみを取り出すステップと、上記帯域制限されたスペクトル信号を時間領域の信号に逆変換するステップと、その時間領域に変換された信号に上記窓関数の逆数に乗じて帯域制限された解析信号を与えるステップと、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数の被測定クロック信号のリニア瞬時位相が入力され、リニア瞬時位相の初期位相角の差を求めることにより、クロック・スキューの確定的成分を求めるステップ、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数の被測定ク

ロック信号のタイミング・ジッタ系列が入力され、タイミング・ジッタ系列間の相関を求めることによりお互いに対応するクロック・エッジを推定し、クロック・エッジのオフセット値を求めるステップ、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数の被測定クロック信号が入力され、被測定クロック信号間のゼロクロス・タイミングの誤差の平均を求めることにより、クロック・スキューの確定的成分を求めるステップ、を有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法は、上記被測定クロック信号の波形クリッピングをおこない、被測定クロック信号の振幅変調成分を除去し、被測定クロック信号の位相変調成分のみを取り出すステップを有することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記クロック・スキューを求めるステップは、上記クロック・スキュー系列の最大値と最小値との差をもとめ、ピーク・トゥ・ピーク値を計算することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記クロック・スキューを求めるステップは、上記クロック・スキュー系列の二乗平均値をもとめ、RMS値を計算することが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記クロック・スキューを求めるステップは、上記クロック・スキュー系列のヒストグラム・データを求めることが望ましい。

また、上記クロック・スキュー測定方法において、上記タイミング・ジッタを推定するステップは、上記瞬時位相雑音が入力され、上記瞬時位相雑音の低周波成分を除去するステップを、さらに有することが望ましい。

この発明の原理を説明する。この説明においては、被測定クロック信号にはマイクロプロセッサユニットにおけるクロック信号をもちいる。

クロック・スキュー測定法

最初に、クロック・スキューについて定義する。クロック・スキュー(clock skew)は、図2に示すように、たとえばクロック分配ネットワーク(clock distribution network)のクロック信号源(clock source) 11の基準クロック信号CLK₀を

基準として、クロック信号 CLK_j と CLK_k がそれぞれレジスタ $12j$, $12k$ へ到達するまでの遅れ時間 τ_{cd}^j と τ_{cd}^k の差、つまり式 (1) であたえられる。

$$T_{Skew}^{j,k}(nT) = \tau_{cd}^k(nT) - \tau_{cd}^j(nT) \quad (1)$$

図3に基本周期 T の基準クロック信号 CLK_g と、クロック信号 CLK_j と CLK_k をそれぞれ点線で示し、その基準クロック CLK_g の立上りとクロック信号 CLK_j , CLK_k の各立上りとの各差 $\tau_{cd}^j(nT)$, $\tau_{cd}^k(nT)$ ($n=0, 1, 2, \dots$) と、これら $\tau_{cd}^j(nT)$ と $\tau_{cd}^k(nT)$ との差、つまりクロック・スキュー $T_{Skew}^{j,k}(nT)$ とをそれぞれ示す。

図4に示すように各クロック信号 CLK_g , CLK_j , CLK_k の立ち上がりエッジ時刻をそれぞれ $t_{cd}^g(nT)$, $t_{cd}^j(nT)$, $t_{cd}^k(nT)$ とし、また、各クロック信号 CLK_g , CLK_j , CLK_k の理想クロック・エッジ時刻 (ジッタをもたないときのクロック・エッジ時刻) をそれぞれ $(nT)_g$, $(nT)_j$, $(nT)_k$ とすると、クロック信号 CLK_j , CLK_k がそれぞれレジスタ $12j$, $12k$ に到達する遅れ時間 $\tau_{cd}^j(nT)$ および $\tau_{cd}^k(nT)$ は、それぞれ次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \tau_{cd}^j(nT) &= t_{cd}^j(nT) - t_{cd}^g(nT) \\ &= [t_{cd}^j(nT) - (nT)_j] - [t_{cd}^g(nT) - (nT)_g] + \{(nT)_j - (nT)_g\} \\ &= \tau_{Skew}^{g,j} + \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \quad [\text{sec}] \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau_{cd}^k(nT) &= t_{cd}^k(nT) - t_{cd}^g(nT) \\ &= [t_{cd}^k(nT) - (nT)_k] - [t_{cd}^g(nT) - (nT)_g] + \{(nT)_k - (nT)_g\} \\ &= \tau_{Skew}^{g,k} + \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \quad [\text{sec}] \quad (3) \end{aligned}$$

ここで、

$$\tau_{Skew}^{g,j} = (nT)_j - (nT)_g \quad [\text{sec}] \quad (4)$$

$$\tau_{\text{Skew}}^{g,k} = (nT)_k - (nT)_g \quad [\text{sec}] \quad (5)$$

は、それぞれクロック信号 CLK_j および CLK_k の理想クロック・エッジ時刻と基準クロック信号 CLK_g の理想クロック・エッジ時刻の時間差であり、経路で決まるクロック・スキューの確定的 (deterministic) 成分 (確定的クロック・スキュー値) に対応する。また、 $\Delta\phi^g[n] (T_g/2\pi) (= t_{\text{cd}}^g(nT) - (nT)_g)$, $\Delta\phi^j[n] (T_j/2\pi) (= t_{\text{cd}}^j(nT) - (nT)_j)$, $\Delta\phi^k[n] (T_k/2\pi) (= t_{\text{cd}}^k(nT) - (nT)_k)$ は、それぞれクロック信号 CLK_g , CLK_j , CLK_k のタイミング・ジッタ系列 (単位は秒) を表している。式 (2) および式 (3) を式 (1) へ代入すると、クロック信号 CLK_j および CLK_k 間のクロック・スキュー $T_{\text{Skew}}^{j,k}$ は次式で表わせる。

$$\begin{aligned} T_{\text{Skew}}^{j,k}[n] &= \left\{ \tau_{\text{Skew}}^{g,k} + \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \right\} \\ &\quad - \left\{ \tau_{\text{Skew}}^{g,j} + \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \right\} \quad [\text{sec}] \quad (6) \\ &= \tau_{\text{Skew}}^{j,k} + \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) \right] \end{aligned}$$

式 (6) の第2項

$$\left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) \right]$$

は、各クロック信号がもつタイミング・ジッタによるクロック・スキューのランダムなばらつき (不規則成分) に対応する。そこで、この発明のクロック・スキュー測定方法では、各クロック信号のクロック・エッジが理想クロック・エッジからどれだけはなれているかという量、つまり、各クロック信号のタイミング・ジッタを組み合わせることにより、クロック・スキューの不規則な分布を求める。ここで、一般に分配されたクロック信号 CLK_j および CLK_k の基本周期はお互いに等しい ($T_j = T_k$) としている。また

$$\tau_{\text{Skew}}^{j,k} = (nT)_k - (nT)_j \quad [\text{sec}] \quad (7)$$

はクロック信号CLK_jおよびCLK_kの理想クロックの立ち上がりエッジ時刻の差であり、この $\tau_{\text{Skew}}^{j,k}$ クロック分配ネットワークの経路から決まるクロック・スキューの確定的成分である。

確定的クロック・スキュー値 $\tau_{\text{Skew}}^{j,k}$ は、たとえば、二つの被測定クロック信号CLK_jおよびCLK_kの瞬時位相をもとめ、そのリニア位相成分の差から求めることができる。クロック信号CLK_jおよびCLK_kの基本コサイン波成分をそれぞれ次式(8)、(9)で表わす。

$$x_j(t) = A_j \cos(\phi^j(t)) = A_j \cos\left(\frac{2\pi}{T_j}t + \phi_0^j - \Delta\phi^j(t)\right) \quad (8)$$

$$x_k(t) = A_k \cos(\phi^k(t)) = A_k \cos\left(\frac{2\pi}{T_k}t + \phi_0^k - \Delta\phi^k(t)\right) \quad (9)$$

ここで、 $x_j(t)$ および $x_k(t)$ の瞬時位相 $\phi^j(t)$ 、 $\phi^k(t)$ は、基本周期 T_L ($L = j, k$) を含むリニア瞬時位相成分 $2\pi t / T_L$ と、初期位相角 ϕ_0^L ($L = j, k$) と、瞬時位相雑音成分 $\Delta\phi^L(t)$ ($L = j, k$) との和で表される。

$$\phi^j(t) = \frac{2\pi}{T_j}t + \phi_0^j - \Delta\phi^j(t) \quad [\text{rad}] \quad (10)$$

$$\phi^k(t) = \frac{2\pi}{T_k}t + \phi_0^k - \Delta\phi^k(t) \quad [\text{rad}] \quad (11)$$

ただし、クロック信号の瞬時位相の推定方法については後で説明する。式(10)や式(11)で $\Delta\phi(t) = 0$ とすると、ジッタをもたないクロック信号CLK_j、CLK_kのリニア瞬時位相

$$\phi_{\text{linear}}^j(t) = \frac{2\pi}{T_j}t + \phi_0^j \quad [\text{rad}] \quad (12)$$

$$\phi_{\text{linear}}^k(t) = \frac{2\pi}{T_k}t + \phi_0^k \quad [\text{rad}] \quad (13)$$

が求まる。このとき、クロック信号 CLK_j , CLK_k の理想立ち上がりエッジ時刻 $t(nT)_j$, $(nT)_k$ は、左辺のリニア瞬時位相がそれぞれ $(2n\pi - \pi/2)$ となる時刻であり、式(12)および式(13)から以下の関係が得られる。

$$(nT)_j = \left(2n\pi - \frac{\pi}{2} - \phi_0^j\right) \frac{T_j}{2\pi} \quad [\text{sec}] \quad (14)$$

$$(nT)_k = \left(2n\pi - \frac{\pi}{2} - \phi_0^k\right) \frac{T_k}{2\pi} \quad [\text{sec}] \quad (15)$$

したがって、式(7)に式(14)、(15)を代入して、確定的クロック・スキュー値 $\tau_{\text{skew}}^{j,k}$ は、次式により求まる。

$$\begin{aligned} \tau_{\text{skew}}^{j,k} &= (nT)_k - (nT)_j \\ &= \left(2n\pi - \left(\frac{\pi}{2}\right) - \phi_0^k\right) \frac{T_k}{2\pi} - \left(2n\pi - \left(\frac{\pi}{2}\right) - \phi_0^j\right) \frac{T_j}{2\pi} \quad [\text{sec}] \quad (16) \\ &= \phi_0^j \left(\frac{T_j}{2\pi}\right) - \phi_0^k \left(\frac{T_k}{2\pi}\right) = (\phi_0^j - \phi_0^k) \frac{T_0}{2\pi} \end{aligned}$$

一般に、分配されたクロック信号 CLK_j および CLK_k の基本周期はお互いに等しい ($T_j = T_k$)。すなわち、二つの被測定クロック信号間の確定的クロック・スキュー値は、二つの被測定クロック信号のリニア瞬時位相における初期位相角 ϕ_0^j , ϕ_0^k の差として求めることができる。

ここで、被測定クロック信号の初期位相角 ϕ_0 は、瞬時位相 $\phi(k)$ (k は離散時刻) にたいし最小二乗法による直線適合 (Linear line fitting) を行って、次式、

$$\sum_{k=1}^N (\phi(k) - (\hat{\omega}_0 k + \hat{\phi}_0))^2 \quad (17)$$

が最小となるような $\hat{\phi}_0$ を選ぶことにより求めることができる。このとき、求める初期位相角は、次式(18)により与えられる。

$$\hat{\phi}_0 = \frac{2N(2N+1) \sum_{k=1}^N \phi(k) - 6 \sum_{k=1}^N k\phi(k)}{N(N-1)} \quad (18)$$

直線適合によるパラメータの推定については、たとえば、J.S. Bendat and A.G. Piersol, Random Data: Analysis and Measurement Procedure, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., p. 362, 1986. に記載されている。

また、被測定クロック信号 $x(t)$ の初期位相角 ϕ_0 は、クロック波形データ $x(k)$ またはその基本サイン波成分にたいし最小二乗法によるコサイン波適合 (cosine wave fitting) をおこなって、次式

$$\sum_{k=1}^N \left(x(k) - A \cos \left(\frac{2\pi}{T} k + \hat{\phi}_0 \right) \right)^2 \quad (19)$$

が最小となるような $\hat{\phi}_0$ を、最尤推定 (maximum likelihood estimation) 法をもちいて推定することにより求めることができる。このとき、求める初期位相角は、次式 (20) で与えられる。

$$\hat{\phi}_0 = -\arctan \left(\frac{\sum_{k=1}^N x(k) \sin \frac{2\pi}{T} k}{\sum_{k=1}^N x(k) \cos \frac{2\pi}{T} k} \right) \quad (20)$$

最尤推定によるパラメータの推定については、たとえば、S.M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice-Hall Inc., pp. 167-172, 1993. に記載されている。

以上では、二つの被測定クロック信号の対応するクロック・エッジは1周期以上離れていないと仮定した。対応するクロック・エッジが1周期以上離れているとき、確定的クロック・スキュー値は、初期位相角の差とクロック・エッジのオフセット時間 $n_{\text{offset}} T_0$ の和で式 (21) により与えられる。

$$\tau_{\text{Skew}}^{j,k} = (\phi_0^j - \phi_0^k) \frac{T_0}{2\pi} + n_{\text{offset}} T_0 \quad [\text{sec}] \quad (21)$$

クロック信号源から分配されたクロック信号は、クロック信号源のクロック信号と強い因果関係をもつ。この結果、一般に分配されたクロック信号の位相雑音

(タイミング・ジッタ系列)は、クロック信号源の位相雑音(タイミング・ジッタ系列)と同様の傾向を示す。このため、同一のクロック信号源から分配されたクロック信号CLK_jとCLK_kのタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ と $\Delta\phi^k[n]$ は、例えば図5AとBに示すようにお互いに同様の傾向を示す。したがって、二つの被測定クロック信号CLK_jとCLK_kの対応するクロック・エッジのオフセット量 n_{offset} は、タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ と $\Delta\phi^k[n]$ の相関をもとめ、相関値が最も大きくなるオフセット位置を探すことにより推定できる。このクロック・エッジのオフセット量 n_{offset} は、瞬時位相雑音の相関値が最大となるオフセット位置から求めることもできる。

また、確定的クロック・スキュー値は、各被測定クロック信号のゼロクロス時刻をもとめ、対応するゼロクロス間の時間差の平均値を計算することにより求めることもできる。

そこでこの発明のクロック・スキュー測定方法の一形態によれば、最初に、図6に示す二つの被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ のタイミング・ジッタ $\Delta\phi^j[n]$ と $\Delta\phi^k[n]$ をそれぞれもとめ、これらまた二つの被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ 間の確定的スキュー値 $\tau_{\text{Skew}}^{j,k}$ をもとめ、つぎに、タイミング・ジッタ $\Delta\phi^j[n]$ と $\Delta\phi^k[n]$ の差を計算することによりクロック・エッジのタイミング差をもとめ、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ 間のクロック・スキューの不規則成分を求める。この、クロック・スキューの不規則成分と確定的成分 $\tau_{\text{Skew}}^{j,k}$ との和を求めることにより、被測定クロック信号間のクロック・スキュー $T_{\text{Skew}}^{j,k}[n]$ を求める。もとめられたクロック・スキュー $T_{\text{Skew}}^{j,k}[n]$ を図7に示す。必要に応じてクロック・スキュー系列 $T_{\text{Skew}}^{j,k}[n]$ から、クロック・スキューのRMS値とピーク・トゥ・ピーク値を測定する。クロック・スキューのRMS値 $T_{\text{Skew,RMS}}^{j,k}$ は、クロック・スキュー $T_{\text{Skew}}^{j,k}[n]$ の標準偏差であり、次式で求められる。

$$T_{\text{Skew,RMS}}^{j,k} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (T_{\text{Skew}}^{j,k}[n] - T_{\text{Skew}}^{j,k})^2} \quad [\text{sec}] \quad (22)$$

ここで、Nは測定されたクロック・スキュー・データの標本数であり、 $T_{\text{Skew}}^{j,k}$ は平均値である。また、クロック・スキューのピーク・トゥ・ピーク値 $T_{\text{Skew,PP}}^{j,k}$

は、 $T_{Skew}^{j,k}[n]$ の最大値と最小値の差であり、次式により求められる。

$$T_{Skew,PP}^{j,k} = \max_n (T_{Skew}^{j,k}[k]) - \min_n (T_{Skew}^{j,k}[k]) \quad [\text{sec}] \quad (23)$$

でもとめられる。図 8 に、このクロック・スキュー測定法で測定したクロック・スキューのヒストグラムを示す。

この発明のクロック・スキュー測定方法の他の形態によれば、異なる周波数をもつクロック信号間のクロック・スキューを測定することもできる。いま図 9 に示すクロック分配ネットワークにおいて、外部のシステムクロック源 14 からのシステムクロック信号 CLK_g が PLL (Phase Locked Loop) 回路よりなるクロック信号源 11 に入力されて、M 倍に周波数が逡倍され、この逡倍されたクロック信号 CLK_g がクロック信号 CLK_j と CLK_k としてネットワーク、例えばレジスタ 12j, 12k に分配される。図 10 a はシステム・クロック信号 CLK_g を、図 10 b は CLK_g が M 倍に周波数逡倍した理想クロック信号を示し、図 10 c は周波数が逡倍され、分配されたクロック信号 CLK_j をそれぞれ示す。システム・クロック信号 CLK_g の $\Delta\Theta[1][rad]$ は、そのエッジの理想クロック・エッジからのタイミング変動を表す。従って図 10 a に示したシステムクロック信号 CLK_g を周波数 M 倍した図 10 b に示すクロックは図 10 b に示すように、図示例ではシステムクロックは信号 CLK_g を周波数 2 倍した場合であるから、クロックエッジの数が 2 倍となり、新しく増加したクロックの立ち上りエッジに対し、もとのシステムクロックの立ち上りエッジのジッタ $\Delta\Theta[1]$ を、コピーしてやればよく、周波数を M 倍した場合は $\Delta\Theta[1]$ を M-1 個コピーすると、 $\Delta\Theta[\{n/M\}]$ と $\Delta\phi^j[n]$ は 1 対 1 対応となる。ここで、 $\{x\}$ は、x を超えない最大の整数を表す。式 (6) をもちいて、クロック信号 CLK_j と CLK_g 間のクロック・スキューを求めると式 (24) をえる。

$$T_{Skew}^{G,j}[n] = \tau_{Skew}^{G,j} + \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\Theta \left[\left\{ \frac{n}{M} \right\} \right] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \quad [\text{sec}] \quad (24)$$

クロック信号 CLK_j と CLK_g 間の確定的クロック・スキュー値 $\tau_{Skew}^{G,j}$ は、クロック信号 CLK_j の理想クロック・エッジ $(nMT)_j$ とシステム・クロック信号 CLK_g の理想クロック・エッジ $(nMT)_g$ との間の時間差であらわされ、各クロック信号の初期位相角から次式で求めることができる。

$$\begin{aligned}\tau_{\text{Skew}}^{G,j} &= (nMT)_j - (nMT)_G \\ &= \phi_0^G \left(\frac{T_G}{2\pi} \right) - \phi_0^j \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) = \phi_0^G \left(\frac{MT_0}{2\pi} \right) - \phi_0^j \left(\frac{T_0}{2\pi} \right) \quad [\text{sec}] \quad (25)\end{aligned}$$

ここで、クロック信号 CLK_j はシステム・クロック信号 CLK_G を M 倍に周波数逡倍したクロック信号であるから、クロック信号 CLK_G の基本周期 T_G はクロック CLK_j の基本周期 T_j の M 倍に等しい ($T_G = MT_j$)。

また、この発明のクロック・スキュー測定法の更に他の形態によれば、2チャンネル同時に測定できる装置を利用して、クロック信号 CLK_j と CLK_g のみを最初に同時サンプリングし、つぎにクロック信号 CLK_k と CLK_g のみを同時にサンプリングすることにより、クロック信号 CLK_j と CLK_k 間のクロック・スキューを測定することもできる。

つまりはじめに、クロック信号 CLK_j と CLK_g のみを同時サンプリングし、式 (6) 中の最初の式の右辺第 1 項をもちいてクロック信号 CLK_j と CLK_g のスキューを次式 (26) により求める。

$$T_{\text{Skew}}^{g,j}[n] = \tau_{\text{Skew}}^{g,j} + \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \quad [\text{sec}] \quad (26)$$

つぎに、クロック信号 CLK_k と CLK_g のみを同時サンプリングして、同様にクロック信号 CLK_k と CLK_g のスキューを次式 (27) により求める。

$$T_{\text{Skew}}^{g,k}[n] = \tau_{\text{Skew}}^{g,k} + \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \quad [\text{sec}] \quad (27)$$

最後に、式 (26)、(27) でもとめたクロック・スキュー系列 $T_{\text{Skew}}^{g,j}$ と $T_{\text{Skew}}^{g,k}$ の差を求めることにより、クロック信号 CLK_j と CLK_k 間のクロック・スキューを次式 (28) により求める。

$$\begin{aligned}
T_{\text{Skew}}^{j,k}[n] &= T_{\text{Skew}}^{g,k}[n] - T_{\text{Skew}}^{g,j}[n] \\
&= \left\{ \tau_{\text{Skew}}^{g,k} + \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \right\} \\
&\quad - \left\{ \tau_{\text{Skew}}^{g,j} + \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \right\} \\
&= \left(\tau_{\text{Skew}}^{g,k} - \tau_{\text{Skew}}^{g,j} \right) \\
&\quad + \left\{ \left[\Delta\phi^k[n] \left(\frac{T_k}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] - \left[\Delta\phi^j[n] \left(\frac{T_j}{2\pi} \right) - \Delta\phi^g[n] \left(\frac{T_g}{2\pi} \right) \right] \right\} \\
&\quad [\text{sec}] \quad (28)
\end{aligned}$$

この結果、N個のクロック信号間のクロック・スキューを推定するとき、必要な同時サンプリング回数を ${}_NC_2 (= N(N-1)/2)$ から $(N-1)$ 回の2チャンネル同時測定へ低減できる。また、この方法は、たとえば半導体チップ内で分配されるクロック信号をチップ外へ取り出すために、最小のピン数しか必要としない。したがって、この方法は、VLSIの評価やテストに最適である。また、上記手順は、異なる周波数をもつクロック信号へも適用できる。

この発明のクロック・スキュー測定法は、上記のようにマイクロプロセッサユニットの分配クロック信号間のクロック・スキューを推定するだけでなく、その他の信号のクロック・スキュー推定にも適用することができる。

タイミング・ジッタ推定法

つぎに、この発明のクロック・スキュー測定方法でもちいられるタイミング・ジッタ推定方法について説明する。

ジッタのないクロック信号は、基本周波数 (fundamental frequency) f_0 をもつ方形波 (square wave) である。この信号は、Fourier解析によって周波数 $f_0, 3f_0, 5f_0, \dots$ からなる高調波 (harmonics) に分解できる。ジッタは被測定クロック信号の基本周波数の揺らぎに対応するため、ジッタ解析においては基本周波数付近の信号成分のみを取りあつかう。

ジッタをもつクロック信号(被測定クロック信号)の基本サイン波(fundamental

sinusoidal wave) 成分は、振幅をA、基本周期を T_0 とすると次式

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t)\right) \quad (29)$$

で表される。ここで、 $\phi(t)$ は、被測定クロック信号の瞬時位相であり、基本周期 T_0 を含みリニア瞬時位相成分 $2\pi t/T_0$ と、初期位相角 ϕ_0 。(計算上はゼロとできる)と、瞬時位相雑音成分 $\Delta\phi(t)$ の和で表される。

瞬時位相雑音成分 $\Delta\phi(t)$ がゼロのとき、被測定クロック信号の立ち上がりゼロクロス点間は一定周期 T_0 だけ隔たっている。ゼロでない $\Delta\phi(t)$ は、被測定クロック信号のゼロクロス点を揺るがせる。すなわち、ゼロクロス点 nT_0 における $\Delta\phi(nT_0)$ はゼロクロス点の時間変動を表し、タイミング・ジッタと呼ばれる。したがって、被測定クロック信号の瞬時位相 $\phi(t)$ を推定し、ゼロクロス点における瞬時位相と直線位相(ジッタのない理想クロック信号の位相波形に対応する) $2\pi t/T_0 + \phi_0$ との差、すなわち、瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を求めることにより、被測定クロック信号のタイミング・ジッタを求めることができる。

この発明に用いられるタイミング・ジッタ推定方法としては例えば、最初に、被測定クロック信号 $x(t)$ を複素数の解析信号 $z(t)$ に変換し、その解析信号 $z(t)$ から被測定クロック信号 $x(t)$ の瞬時位相 $\phi(t)$ を推定する。推定された瞬時位相波形データにたいし最小二乗法による直線適合をおこなって、ジッタのない理想信号の瞬時位相波形に相当するリニア瞬時位相 $\phi_{\text{linear}}(t)$ をもとめ、瞬時位相 $\phi(t)$ とリニア瞬時位相 $\phi_{\text{linear}}(t)$ の差分を計算することにより被測定クロック信号の瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を求める。解析信号 $z(t)$ の実数部 $x(t)$ の各ゼロクロス点にもっとも近いタイミング(近似ゼロクロス点)で瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ をサンプリングし、ゼロクロス・タイミング nT_0 における瞬時位相雑音、すなわちタイミング・ジッタ $\Delta\phi[n](=\Delta\phi(nT_0))$ を推定する。このように瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を求めてタイミング・ジッタ $\Delta\phi[n]$ を推定することはこの発明者らによって提案され、例えば、

T. J. Yamaguchi, M. Soma, M. Ishida, T. Watanabe, and T. Ohmi, "Extraction of Peak-to-Peak and RMS Sinusoidal Jitter Using an Analytic Signal Method,"

Proceedings of 18th IEEE VLSI Test Symposium, pp.395-402, 2000. に記載されている。

このタイミング・ジッタ推定法は、波形クリップ手段をもちいて、被測定クロック信号のジッタに対応する位相変調成分を保持した状態で振幅変調(amplitude modulation, AM)成分を取り除くことにより、タイミング・ジッタを高精度に推定することもできる。また、低周波数成分除去手段をもちいて、瞬時位相雑音の低周波数成分を取り除くことが好ましい。

解析信号をもちいた瞬時位相 (instantaneous phase) 推定法

被測定クロック信号 $x(t)$ の解析信号 (analytic signal) $z(t)$ は、次式の複素信号で定義される。

$$z(t) \equiv x(t) + j\hat{x}(t) \quad (30)$$

ここで、 j は虚数単位であり、複素信号 $z(t)$ の虚数部 (imaginary part) $\hat{x}(t)$ は実数部 (real part) $x(t)$ の Hilbert 変換 (Hilbert transform) である。

一方、時間波形 $x(t)$ の Hilbert 変換は、次式で定義される。

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (31)$$

ここで、 $\hat{x}(t)$ は関数 $x(t)$ と $(1/\pi f)$ の畳み込みである。すなわち、Hilbert 変換は、 $x(t)$ を全帯域通過フィルタを通過させたときの出力と等価である。ただし、このときの出力 $\hat{x}(t)$ は、スペクトル成分の大きさは変わらないが、その位相は $\pi/2$ だけシフトする。

解析信号および Hilbert 変換については、たとえば、A. Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 2nd edition, McGraw-Hill Book Company, 1984. に記載されている。

被測定クロック信号 $x(t)$ の瞬時位相波形 $\phi(t)$ は、解析信号 $z(t)$ から次式をもちいてもとめられる。

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\hat{x}(t)}{x(t)} \right] \quad (32)$$

つぎに、Hilbert 変換をもちいて瞬時位相を推定するアルゴリズムにつ

いて説明する。はじめに、被測定クロック信号

$$x(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t)\right) \quad (33)$$

に Hilbert 変換を適用して複素信号 $z(t)$ の虚数部に対応する信号

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = A \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t)\right) \quad (34)$$

を求めることにより、被測定クロック信号 $x(t)$ を解析信号

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t)\right) + jA \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t)\right) \quad (35)$$

に変換する。ここで、えられた解析信号には帯域通過フィルタ処理が施されている。これは、ジッタが被測定クロック信号の基本周波数の揺らぎに対応するため、ジッタ解析において被測定クロック信号の基本周波数付近の信号成分のみをあつかうためである。つぎに、もとめられた解析信号 $z(t)$ から式 (32) をもちいて位相関数 $\phi(t)$ を推定する。

$$\phi(t) = \left[\frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t) \right] \bmod 2\pi \quad [\text{rad}] \quad (36)$$

ここで、 $\phi(t)$ は、 $-\pi$ から $+\pi$ の範囲の位相の主値 (principal value) をもちいて表され、 $+\pi$ から $-\pi$ に変化する付近で不連続点をもつ、最後に、不連続な位相関数 $\phi(t)$ をアンラップする (unwrapping) (すなわち、主値 $\phi(t)$ に 2π の整数倍を適切に加える) ことにより、不連続を取り除き連続な瞬時位相 $\phi(t)$ をえることができる。

$$\phi(t) = \frac{2\pi}{T_0}t + \phi_0 - \Delta\phi(t) \quad [\text{rad}] \quad (37)$$

位相アンラップ法については、Donald G. Childers, David P. Skinner and Robert C. Kemerait, "The Cephstrum: A Guide to Processing," Proceedings of IEEE, vol. 65, pp. 1428-1442, 1977. に記載されている。

高速フーリエ変換をもちいた解析信号への変換

被測定クロック信号から解析信号への変換は、高速フーリエ変換(Fast Fourier Transformation)などの時間領域信号の周波数領域信号への変換をもちいたデジタル信号処理により実現できる。

はじめに、図11に示す離散化された被測定クロック信号 $x(t)$ にFFTを適用し、被測定クロック信号の両側スペクトル(正と負の周波数をもつ) $X(f)$ をえる。えられた両側スペクトル $X(f)$ を図12Aに示す。つぎに図12Bに示すようにスペクトル $X(f)$ の正の周波数成分における基本周波数付近のデータのみを残して残りのデータをゼロとし、さらに、正の周波数成分を2倍する。周波数領域におけるこれらの処理が、時間領域において被測定クロック信号を帯域制限し解析信号 $Z(f)$ に変換することに対応する。最後に帯域制限をえられた信号 $Z(f)$ に逆FFTを適用することにより、帯域制限された解析信号 $z(t)$ をえることができる。

FFTをもちいた解析信号への変換については、たとえば、J.S.Bendat and A.G.Piersol, Random Data: Analysis and Measurement Procedure, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1986.に記載されている。

また、瞬時位相推定が目的であるとき、正の周波数成分を2倍する処理は省略することができる。

近似ゼロクロス点の検出法

つぎに、近似ゼロクロス点の検出法について述べる。はじめに、入力された被測定クロック信号の解析信号の実数部 $x(t)$ の最大値を100%レベル、最小値を0%レベルとし、ゼロクロスのレベルとして50%レベルの信号値 $V_{50\%}$ を算出する。 $x(t)$ の各隣り合うサンプル値と50%レベル $V_{50\%}$ との差 $(x(j-1) - V_{50\%})$ 、 $(x(j) - V_{50\%})$ をもとめ、さらにこれらの積 $(x(j-1) - V_{50\%}) \times (x(j) - V_{50\%})$ を計算する。 $x(t)$ が50%レベル、つまりゼロクロス・レベルを横切るときは、これらサンプル値 $(x(j-1) - V_{50\%})$ 、 $(x(j) - V_{50\%})$ の符号が負から正、または正から負となるから、前記積が負となったときは、 $x(t)$ がゼロクロス・レベルを横切ったことになり、その時点におけるサンプル値 $(x(j-1) - V_{50\%})$ 、 $(x(j) - V_{50\%})$ の絶対値の小さいほうの時刻 $j-1$ または j が近似ゼロクロス点としてもとめられる。

波形クリップ

波形クリップ手段は、入力信号からAM成分を取り除き、ジッタに対応するPM成分のみを残す。波形クリップは、アナログあるいはデジタルの入力信号にたいし、1) 信号の値を定数倍 (multiply by a constant) し、2) あらかじめ決めたしきい(threshold)値 T_{h1} より大きい信号値はしきい値 T_{h1} と置き換え、3) あらかじめ決めたしきい値 T_{h2} より小さい信号値はしきい値 T_{h2} と置き換えることによりおこなわれる。ここで、しきい値 T_{h1} はしきい値 T_{h2} より大きいと仮定する。

図面の簡単な説明

図1はタイムインターバル・アナライザによるクロック・スキュー測定の一例を示す図である。

図2はクロック分配ネットワークを模式的に示す図である。

図3はクロック・スキューのタイミングを模式的に示す図である。

図4はタイミング・ジッタとクロック・スキューの関係を模式的に示す図である。

図5Aは被測定クロック信号 $x_j(t)$ のタイミング・ジッタ $\Delta\phi^j[n]$ の一例を示す図である。

図5Bは被測定クロック信号 $x_k(t)$ のタイミング・ジッタ $\Delta\phi^k[n]$ の一例を示す図である。

図6は被測定クロック信号の一例を示す図である。

図7はこの発明のクロック・スキュー測定法で測定された被測定クロック信号間のクロック・スキューの一例を示す図である。

図8はこの発明のクロック・スキュー測定法で測定された被測定クロック信号間のクロック・スキューのヒストグラムの一例を示す図である。

図9は異なるクロック・ドメインをもつクロック分配ネットワークを模式的に示す図である。

図10は周波数逡倍をもちいたクロック・スキュー測定の原理を模式的に示す図である。

図11は離散化された被測定クロック信号の一例を示す図である。

図12AはFFTによりえられた被測定クロック信号の両側パワースペクトルの一例を示す図である。

図12Bは帯域制限された片側パワースペクトルの一例を示す図である。

図13はこの発明のクロック・スキュー測定装置の実施例の機能構成を示すブロック図である。

図14はこの発明のクロック・スキュー測定方法の実施例を示すフローチャートである。

図15は図13中の確定的クロック・スキュー推定器102の具体例の機能構成を示すブロック図である。

図16は図14中のステップ202の確定的クロック・スキュー推定ステップにおける処理例を示すフローチャートである。

図17はこの発明のクロック・スキュー測定装置の他の実施例の機能構成を示すブロック図である。

図18はこの発明のクロック・スキュー測定方法の別の実施例を示すフローチャートである。

図19はこの発明のクロック・スキュー測定装置でもちいられるタイミング・ジッタ推定器の機能構成例を示すブロック図である。

図20はこの発明のクロック・スキュー測定方法でもちいられるタイミング・ジッタ推定方法の一例を示すフローチャートである。

図21はこの発明のクロック・スキュー測定装置でもちいられる解析信号変換器の機能構成の別の一例を示すブロック図である。

図22はこの発明のクロック・スキュー測定装置でもちいられる解析信号変換器の機能構成のさらに別の一例を示すブロック図である。

図23はこの発明のクロック・スキュー測定方法でもちいられる解析信号変換方法のさらに別の一例を示すフローチャートである。

図24はこの発明装置の他の実施例の一部を示すブロック図である。

図25はこの発明方法の他の実施例の一部を示す流れ図である。

図26は確定的クロック・スキュー推定器102他の機能構成例を示すブロック図である。

実施例の説明

以下、この発明の実施例について説明する。

図13は、この発明のクロック・スキュー測定装置の実施例の機能構成を示している。このクロック・スキュー測定装置100は、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ のタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ を推定するタイミング・ジッタ推定器101a、101bと、被測定クロック信号の理想クロック・エッジ間のタイミング誤差を推定し、クロック・スキューの確定的成分 $\tau_{skew}^{j,k}$ を推定する確定的クロック・スキュー推定器102と、上記タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ を入力とし、それらのタイミング差系列を計算し、クロック・スキュー系列 $T_{skew}^{j,k}[n]$ を出力するクロック・スキュー推定器103と、上記クロック・スキュー系列から上記被測定クロック信号間のクロック・スキューを求めるクロック・スキュー検出器104と、によって構成されている。また、クロック・スキュー検出器104は、上記クロック・スキュー系列 $T_{skew}^{j,k}[n]$ の最大値と最小値との差を求めるピーク・トゥ・ピーク検出器105と、上記クロック・スキュー系列の標準偏差として、RMS値を計算するRMS検出器106と、上記クロック・スキュー系列のヒストグラムを求めるヒストグラム推定器107と、によって構成されている。タイミング・ジッタ推定器101aおよび101bは、タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ のほかに、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ の初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k を推定し、確定的クロック・スキュー推定器102に出力する。タイミング・ジッタ推定器101a、101bの具体的な構成については後で述べる。

つぎに、この実施例のクロック・スキュー測定装置100を使用して被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー測定をおこなう場合の動作を説明する。図14はこの発明のクロック・スキュー測定方法の実施例の処理手順を示している。はじめに、タイミング・ジッタ推定器101aおよび101bにより、ステップ201において、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ の初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k とタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ を推定する。つぎに、確定的クロック・スキュー推定器102により、ステップ202において、被測定クロック信号の初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k の差を計算し、被測定

クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{skew}}^{j,k}$ を推定する。つぎに、クロック・スキュー推定器103により、ステップ203において、上記タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$, $\Delta\phi^k[n]$ とクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{skew}}^{j,k}$ から、被測定クロック信号 $x_j(t)$, $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー系列 $T_{\text{skew}}^{j,k}[n]$ を推定する。最後に、クロック・スキュー検出器104が、ステップ204において、上記推定されたクロック・スキュー系列 $T_{\text{skew}}^{j,k}$ から被測定クロック信号 $x_j(t)$, $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー値をもとめ、処理を終了する。

被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップ202において、確定的クロック・スキュー推定器102は式(16)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を求める。また、ステップ202において、確定的クロック・スキュー推定器102は、必要に応じて式(16)の絶対値をもとめてもよい。また、被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列を推定する上記ステップ203において、クロック・スキュー推定器103は式(6)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列 $T_{\text{skew}}^{j,k}[n]$ を求める。被測定クロック信号のクロック・スキュー値を求めるステップ204において、ピーク・ツウ・ピーク検出器105は式(23)をもちいてクロック・スキューのピーク・ツウ・ピーク値をもとめ、RMS検出器106は式(22)をもちいてクロック・スキューのRMS値をもとめ、ヒストグラム推定器107はクロック・スキュー系列からヒストグラムを求める。あるいは、式(6)の第2項のみからRMS値やピーク・ツウ・ピーク値をもとめてもよい。また、被測定クロック信号の初期位相角とタイミング・ジッタ系列を推定するステップ201は、図20に示す処理手順で置き換えてもよい。また、被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定する上記ステップ202は、図16に示す処理手順で置き換えてもよい。

図13に示したクロック・スキュー測定装置は、クロック・スキューの不規則成分のみを推定する装置として変更することもできる。この場合は、クロック・スキューの確定的成分を求める確定的クロック・スキュー推定器102を省略する。同様に、図14に示すクロック・スキュー測定方法は、クロック・スキュー

の不規則成分のみを推定する方法に変更することもできる。この場合は被測定クロック信号の初期位相角からクロック・スキューの確定的成分を推定するステップ202は省略する。

図13中の確定的クロック・スキュー推定器102は被測定クロック信号の初期位相角 ϕ_0^j と ϕ_0^k の差によりクロック・スキューの確定的成分を推定したが、図15に示す構成でも確定的クロック・スキュー推定器を実現できる。即ちこの確定的クロック・スキュー推定器102は、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ の初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k とタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ が入力され、これらタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ から被測定クロック信号間の対応するクロック・エッジ間のオフセット n_{offset} を推定するオフセット推定器301と、上記初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k と上記オフセット推定器301で推定されたクロック・エッジのオフセット n_{offset} から、被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{skew}}^{j,k}$ を計算する、確定的クロック・スキュー計算器302と、によって構成されている。

この確定的クロック・スキュー推定器102を使用して被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定する場合の動作を説明する。図16はその処理手順を示す。はじめに、オフセット推定器301により、ステップ401において、入力された被測定クロック信号のタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ から、これらタイミング・ジッタ系列間の相関値がもっとも大きくなるオフセット位置をもとめ、対応するクロック・エッジ間のオフセット n_{offset} を推定する。つぎに、確定的クロック・スキュー計算器302により、ステップ402において、入力された初期位相角 ϕ_0^j 、 ϕ_0^k とクロック・エッジのオフセット n_{offset} から、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ 間のクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{skew}}^{j,k}$ を計算し、処理を終了する。被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を計算する上記ステップ402において、確定的クロック・スキュー計算器302は式(21)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を求める。図15中に破線で示すように図19で説明する瞬時位相雑音 $\Delta\phi^j(t)$ 、 $\Delta\phi^k(t)$ をオフセット推定器301に入力して $\Delta\phi^j(t)$ と $\Delta\phi^k(t)$ の相関値がもっとも大きくなるオフセット

位置を求めて n_{offset} を推定してもよい。

図17は、この発明によるクロック・スキュー測定装置の他の実施例の機能構成を示す。このクロック・スキュー測定装置500は、被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_g(t)$ 、 $x_k(t)$ 、 $x_g(t)$ のタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^g[n]$ 、 $\Delta\phi^k[n]$ 、 $\Delta\phi^s[n]$ をそれぞれ推定するタイミング・ジッタ推定器101a、101b、101c、101dと、被測定クロック信号 $x_j(t)$ と $x_g(t)$ の、理想クロック・エッジ間のタイミング誤差 $E_t^{g,j}$ 、および $x_k(t)$ と $x_g(t)$ の理想クロック・エッジ間のタイミング誤差 $E_t^{s,j}$ をそれぞれ推定し、各タイミング誤差 $E_t^{g,j}$ および $E_t^{s,k}$ によりクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{Skew}}^{g,j}$ および $\tau_{\text{Skew}}^{s,k}$ をそれぞれ推定する確定的クロック・スキュー推定器102a、102bと、上記タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ と $\Delta\phi^g[n]$ 、および $\Delta\phi^k[n]$ と $\Delta\phi^s[n]$ をそれぞれ入力とし、各2つの入力についてタイミング差系列を計算し、クロック・スキュー系列 $T_{\text{Skew}}^{g,j}[n]$ および $T_{\text{Skew}}^{s,k}[n]$ をそれぞれ出力するクロック・スキュー推定器103a、103bと、上記クロック・スキュー系列 $T_{\text{Skew}}^{g,j}[n]$ 、 $T_{\text{Skew}}^{s,k}[n]$ を入力とし、これらクロック・スキュー系列間の差をもとめ、クロック・スキュー系列 $T_{\text{Skew}}^{j,k}[n]$ を推定するクロック・スキュー推定器501と、このクロック・スキュー推定器501でもとめられたクロック・スキュー系列から上記被測定クロック信号間のクロック・スキュー値を求めるクロック・スキュー検出器104と、によって構成されている。簡潔化のため、図13と重複する部分の説明は省略する。

つぎに、この発明のクロック・スキュー測定装置500を使用して被測定クロック信号間のクロック・スキュー測定をおこなう場合の動作を説明する。図18はこの発明のクロック・スキュー測定方法の処理手順を示している。はじめに、タイミング・ジッタ推定器101aおよび101bにより、ステップ601において、被測定クロック信号 $x_j(t)$ および $x_g(t)$ の初期位相角 ϕ_o^j 、 ϕ_o^g とタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^g[n]$ を推定する。つぎに、確定的クロック・スキュー推定器102aにより、ステップ602において、被測定クロック信号の初期位相角 ϕ_o^j 、 ϕ_o^g の差を計算し、被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{\text{Skew}}^{g,j}$ を推定する。つぎに、クロック・スキュー

推定器103aにより、ステップ603において、上記タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ 、 $\Delta\phi^s[n]$ と上記クロック・スキューの確定的成分 $\tau_{skew}^{s,j}$ から、被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列 $T_{skew}^{s,j}[n]$ を推定する。

つぎに、タイミング・ジッタ推定器101cおよび101dにより、ステップ604において、被測定クロック信号 $x_k(t)$ および $x_s(t)$ の初期位相角 ϕ_0^k 、 ϕ_0^s とタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^k[n]$ 、 $\Delta\phi^s[n]$ を推定する。つぎに、確定的クロック・スキュー推定器102bにより、ステップ605において、ステップ604でえられた被測定クロック信号の初期位相角 ϕ_0^k 、 ϕ_0^s の差を計算し、被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{skew}^{s,k}$ を推定する。つぎに、クロック・スキュー推定器103bにより、ステップ606において、ステップ604でえられたタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^k[n]$ 、 $\Delta\phi^s[n]$ とステップ605でえられたクロック・スキューの確定的成分 $\tau_{skew}^{s,k}$ から、被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列 $T_{skew}^{s,k}[n]$ を推定する。つぎに、クロック・スキュー推定器501により、ステップ607において、上記ステップ603及び606でそれぞれえられたクロック・スキュー系列 $T_{skew}^{s,j}[n]$ 、 $T_{skew}^{s,k}[n]$ から、被測定クロック信号 $x_j(t)$ および $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー系列 $T_{skew}^{j,k}[n]$ を推定する。最後に、クロック・スキュー検出器104により、ステップ608において、上記ステップ607で推定したクロック・スキュー系列 $T_{skew}^{j,k}[n]$ から上記被測定クロック信号 $x_j(t)$ および $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー値をもとめ、処理を終了する。被測定クロック信号 $x_j(t)$ および $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー系列を推定する上記ステップ607において、クロック・スキュー推定器501は式(28)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列を求める。ステップ601～603とステップ604～606との順を入れかえてもよい。簡潔化のため、図14とその他重複する部分の説明は省略する。

図17に示すクロック・スキュー測定装置は、クロック・スキューの不規則成分のみを推定する装置として構成してもよい。この場合はクロック・スキューの確定的成分を求める確定的クロック・スキュー推定器102aおよび102bとは省略する。同様に、図18に示すクロック・スキュー測定方法は、クロック・

スキューの不規則成分のみを推定するようにしてもよい。この場合は、被測定クロック信号の初期位相角からクロック・スキューの確定的成分を推定するステップ602および605を省略する。

図13中に破線で示すようにタイミング・ジッタ推定器101a, 101bの一方、図13では推定器101bで推定されたタイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^k[n]$ を周波数通倍器701でたとえばM-1個コピーして被測定クロック信号 $x_k(t)$ をM倍に通倍したときのタイミング・ジッタ系列をもとめてクロック・スキュー推定器103に供給するようにしてもよい。このようにすれば、先に図9を参照して説明したクロックの分配システムにおいて、図13中のクロック信号 $x_k(t)$ は図9中のシステムクロック信号 CLK_G に対応し、クロック信号 $x_j(t)$ はクロック信号 $CLK_G(x_k(t))$ をM倍周波数倍したものであり、この場合のクロック信号 $CLK_G(x_k(t))$ とクロック信号 $x_j(t)$ との間のクロック・スキュー $\tau_{skew}^{G,j}[n]$ を式(24)により求めることができる。

この場合のクロック・スキュー測定方法の処理手順は、図14に示すようにステップ201でタイミング・ジッタ系列をもとめた後、破線で示すようにステップ801で周波数通倍器により、タイミング・ジッタ推定器101bで推定されたタイミング・ジッタ系列をたとえばM-1個コピーし被測定クロック信号を周波数M倍に通倍したときのタイミング・ジッタ系列をもとめてステップ202に移ればよい。このとき、被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定する上記ステップ202において、確定的クロック・スキュー推定器102は式(25)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を求める。また、被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列を推定する上記ステップ203において、クロック・スキュー推定器103は式(24)をもちいて被測定クロック信号間のクロック・スキュー系列を求める。

この周波数通倍器701を用いる場合も、クロック・スキューの不規則成分のみを推定する装置として構成する場合は、クロック・スキューの確定的成分を求める確定的クロック・スキュー推定器102は省略すればよく、その場合のクロック・スキュー測定方法は、被測定クロック信号の初期位相角からクロック・スキューの確定的成分を推定するステップ202は省略すればよい。

また、周波数通倍器701は、図17に示したクロック・スキュー測定装置に組み込むこともできる。この場合は周波数通倍器は、タイミング・ジッタ推定器101bと101dの各出力に直列にそれぞれ挿入される。同様に、図18に示すクロック・スキュー測定方法に周波数を通倍するステップを追加することもできる。このとき、周波数を通倍するステップは、タイミング・ジッタを推定するステップ601と604の後に挿入される。

図19は、この発明のクロック・スキュー測定装置でもちいられるタイミングジッタ推定器101a, 101b, 101c, 101dの構成の一例を示している。このタイミング・ジッタ推定器900は例えばT.J.Yamaguchi, M. Soma, M. Ishida, T. Watanabe, and T. Ohmi, "Extraction of Peak-to-Peak and RMS Sinusoidal Jitter Using an Analytic Signal Method," Proceedings of 18th IEEE VLSI Test Symposium, pp. 395-402, 2000. に示され、被測定クロック信号を帯域制限された複素数の解析信号に変換する解析信号変換器901と、解析信号変換器901で変換された解析信号の瞬時位相を求める瞬時位相推定器902と、瞬時位相推定器902で推定された上記瞬時位相からリニア瞬時位相を除去して瞬時位相雑音をえるリニア位相除去器903と、解析信号変換器901から解析信号中の実数部が入力されて、そのゼロクロスタイミングに近い点（近似ゼロクロス点）でサンプリングパルスが発生するゼロクロス検出器904と、リニア位相除去器903で推定された上記瞬時位相雑音を入力とし、ゼロクロス検出器905よりのサンプリングパルスにより上記瞬時位相雑音をサンプリングし、タイミング・ジッタ系列を出力するゼロクロス・サンブラ905と、によって構成されている。解析信号変換器901は、信号の通過帯域を自由に変更できるように構成してもよい。また、リニア位相除去器903は、瞬時位相雑音と同時に被測定クロック信号の初期位相角をもとめ、確定的クロック・スキュー推定器に出力する。

このタイミング・ジッタ推定器900における処理手順を図20を参照して説明する。解析信号変換手段901により、ステップ1001において、入力された被測定クロック信号を所定の周波数成分を選択的に通過させた解析信号に変換する。瞬時位相推定器902により、ステップ1002において、上記解析信号をもちいて被測定クロック信号の瞬時位相を推定する。リニア位相除去器903

により、ステップ1003において、上記瞬時位相から理想的なクロック信号に対応するリニア瞬時位相を推定し、被測定クロック信号の初期位相角を求める。リニア位相除去器903により、ステップ1004において、上記瞬時位相から上記リニア瞬時位相を除去して瞬時位相雑音 $\Delta\phi^j(t)$ を推定する。これと同時にゼロクロス検出器904によりステップ1005において、先に説明した近似ゼロクロス点の検出法を用いて上記解析信号の実数部からそのゼロクロス点に最も近いタイミング（近似ゼロクロス点）を検出する。最後に、ゼロクロス・サンプラ904によりステップ1006において、上記瞬時位相雑音から、上記近似ゼロクロス点の上記瞬時位相雑音データのみをサンプリングして、タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ を推定して処理を終了する。

タイミング・ジッタ推定器900でもちいられる解析信号変換器901は例えば図19に示すように、帯域通過フィルタ1101により被測定クロック信号から基本周波数付近の成分のみを取り出し、被測定クロック信号を帯域制限し、又Hilbert変換器1102に入力してこの信号をHilbert変換し、帯域通過フィルタ1101よりの出力信号を解析信号の実数部とし、Hilbert変換器1102の出力解析信号の定数部として出力する。帯域通過フィルタ1101は、アナログフィルタでもデジタルフィルタでもよいし、FFTなどのデジタル信号処理をもちいて実装してもよい。また、帯域通過フィルタ1101は、信号の通過帯域を自由に変更できるように構成してもよい。

タイミング・ジッタ推定器900でもちいられる解析信号器901の別の構成例を図21に示す。周波数領域変換器1301により被測定クロック信号に例えばFFT（高速フーリエ変換）を施して、時間領域の信号を周波数領域の両側スペクトル信号（例えば図11）に変換する。帯域制限器1302によりこの変換された周波数領域の両側スペクトル信号にたいし、負の周波数成分をゼロに置き換え、片側スペクトル信号とし、この片側またこの片側信号にたいし、上記被測定クロック信号の基本周波数付近の成分のみを残しその他の周波数成分をゼロに置き換え、周波数領域の信号を帯域制限する。時間領域変換器1303により、帯域制限された片側スペクトル信号に逆FFTを施し、周波数領域の信号を時間領域の解析信号に変換する。

図22は、タイミング・ジッタ推定器900でもちいられる解析信号変換器901の更に他の構成例を示している。この解析信号変換器1500は、被測定クロック信号を蓄積するバッファメモリ1501と、バッファメモリ1501より信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出す信号取り出し器1502と、その取り出された各部分信号に窓関数を乗算する窓関数乗算器1503と、窓関数を乗算された各部分信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換する周波数領域変換器1504と、その周波数領域に変換された両側スペクトル信号から被測定クロック信号の正の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限器1505と、上記帯域制限器1505の出力を時間領域の信号に逆変換する時間領域変換器1506と、その時間領域に変換された信号に上記窓関数の逆数を乗じて帯域制限された解析信号をえる逆窓関数乗算器1507と、によって構成されている。周波数領域変換器1504および時間領域変換器1506は、それぞれ例えばFFTおよび逆FFTをもちいて実装してもよい。また、帯域制限処理器1505は、信号の通過帯域を自由に変更できるように構成してもよい。

この解析信号変換器1500を使用して被測定クロック信号を帯域制限された解析信号に変換する場合の動作を図23を参照して説明する。はじめに、ステップ1601において、被測定クロック信号をバッファメモリ1501に蓄積する。つぎに、信号取り出し器1502によりステップ1602において、バッファメモリ1501から蓄積された信号の一部を取り出す。窓関数乗算器1503により、ステップ1603において、取り出された部分信号に窓関数を乗算する。周波数領域変換器1504により、ステップ1604において、窓関数を乗算された部分信号にFFTを施し、時間領域の信号を周波数領域の両側スペクトル信号に変換する。帯域制限処理器1505により、ステップ1605において、変換された周波数領域の両側スペクトル信号にたいし、負の周波数成分をゼロに置き換える。更に、帯域制限処理器1505により、ステップ1606において、負の周波数成分をゼロに置き換えられた片側スペクトル信号にたいし、上記被測定クロック信号の基本周波数付近の成分のみを残しその他の周波数成分をゼロに置き換え、周波数領域の信号を帯域制限する。時間領域変換器1506により、ステップ1607において、帯域制限された周波数領域の片側スペクトル信号に逆

FFTを施し、周波数領域の信号を時間領域の信号に変換する。逆窓関数乗算器1507は、ステップ1608において、逆変換された時間領域の信号にステップ1603で乗算した窓関数の逆数を乗算し、帯域制限された解析信号を求める。最後に、ステップ1609において、バッファメモリ1603に処理されていないデータが存在するか否かを確認し、処理されていないデータが存在するならば、信号取り出し器1502が、ステップ1610において、バッファメモリ1501より信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出した後、ステップ1603、1604、1605、1606、1607、1608、1609を繰り返し、処理されていないデータが存在しないならば、処理を終了する。上記ステップ1605およびステップ1606は、処理の順番を入れ替えてもよい。つまり被測定クロック信号の基本周波数付近の成分のみを残しその他の周波数成分をゼロに置き換えて周波数領域の信号を帯域制限した後、両側スペクトル信号における負の周波数成分をゼロに置き換えてもよい。

図19中に示したタイミングジッタ推定器900中のリニア位相除去器903は、例えばその図中に示すように、入力された瞬時位相が連続位相変換器91により連続な瞬時位相に変更され、その連続瞬時位相に対し、リニア位相推定器92において、その瞬時リニア位相、即ちジッタのない理想信号の瞬時リニア位相が、例えば線形トレンド推定法を用いて、つまり連続瞬時位相に対し最小2乗法による直線適合を行って推定され、被測定クロック信号 $x_j(t)$ の初期位相角 ϕ_0^j が出力される。また減算器93において連続瞬時位相から瞬時リニア位相が減算されて瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ が出力される。

なお図19、図21、及び図22は国際公開WO00/46606(2000年8月10日公開)公報に示されている。

図13中に破線で示すようにアナログの被測定クロック信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ ／AD変換器1701a、1701bにより離散化(デジタル化)しデジタル信号に変換タイミングジッタ推定器101a、101bへ入力してもよい。また図13中に破線で示すように波形クリッパ1901a、1901bを設けて、入力信号 $x_j(t)$ 、 $x_k(t)$ を、そのジッタ成分である位相変調成分を保持した状態でAM成分を除去してAD変換器1701a、1701b又はタイミング・ジッ

タ推定器101a, 101bへ供給してもよい。波形クリッパ1901a, 1901bはAD変換器1701a, 1701bの出力側に設けてもよい。

更に図19中に破線で示すように、リニア位相除去器903から出力された瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ からその低周波成分を低周波成分除去器2101により除去してゼロクロスサンプラ905へ供給するようにしてもよい。

上述では瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を、近似ゼロクロス点でサンプリングしてタイミングジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ を求めたが、リニア位相除去器903は図19中に示した構成をしており、近似ゼロクロス点でのサンプリングは例えば図24に破線で示すように、瞬時位相推定器902と連続位相変換器91との間に直列に挿入してもよい、あるいは連続位相変換器91とリニア位相推定器92及び減算器93との間に直列に挿入してもよい。これらのようにしても減算器93からタイミングジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ が得られる。

また、瞬時位相から瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を推定するには図19中のリニア位相除去器903に示した構成により行うため、その処理手順は図25に示すように、図20中のステップ1002で瞬時位相を求めた後、ステップ1003aで、連続位相変換器91により、瞬時位相を連続な瞬時位相に変換し、ステップ1003bで、リニア位相推定器92により、連続瞬時位相から、その瞬時リニア位相を推定し、その後、ステップ1004で減算器93により連続瞬時位相から瞬時リニア位相を除去して瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を求めることになる。

従って、図24に示したと同様に近似ゼロクロスサンプリングを、図25に破線で示すように、ステップ1002の後に、ステップ2001で瞬時位相に対して行い、瞬時位相のサンプル系列を求めてステップ1003aに移り、そのサンプル系列を連続な瞬時位相に変換するようにしてもよい。

あるいはステップ1003aで得られた連続瞬時位相を、ステップ2002において近似ゼロクロス点でサンプリングして連続瞬時位相のサンプル系列を求めて、ステップ1003bに移って、その連続瞬時位相サンプル系列から瞬時リニア位相を推定してもよい。何れの場合もステップ1004で瞬時位相雑音を近似ゼロクロス点でサンプリングしたタイミングジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$ が得られる。

図14中の確定的クロックスキュー推定器102としては例えば図26に示す

ように被測定クロック信号 $x_j(t)$, $x_k(t)$ をそれぞれゼロクロスタイミング検出器 81, 82 に入力して、これら各信号のゼロクロスタイミング系列 $t_{zero,c}^j(n)$, $t_{zero,c}^k(n)$ をそれぞれ減算器 83 でこれらゼロクロスタイミング系列 $t_{zero,c}^j(n)$, $t_{zero,c}^k(n)$ の対応するゼロクロス時刻内の時間差系列を求め、この時間差の平均値を平均値計算器 84 で計算して、確定的クロックスキュー値 $\tau_{shew}^{j,k}$ としてもよい。

図 13、図 17 に示した装置はコンピュータによりプログラムを実行させて機能させることもできる。

この発明のクロック・スキュー測定装置およびクロック・スキュー測定方法によれば、クロック・スキューのランダムなばらつき（不規則成分）を測定することができクロック・スキュー試験の効率を大幅に改善できる。更に必要に応じてクロック分配ネットワークの経路から確定的に決まるクロック・スキューも同時に測定できるようにすることもできる。

また、この発明のクロック・スキュー測定装置およびクロック・スキュー測定方法の実施例によれば異なる周波数をもつクロック信号間のクロック・スキューを求めることができ、このようにすればクロック・スキュー試験において基準クロック信号として比較的低い周波数のクロック信号をもちいることができるため、クロック・スキュー試験の効率と実用性を大幅に改善できる。

また、この発明のクロック・スキュー測定装置およびクロック・スキュー測定方法の実施例によれば、2 チャンネル同時に測定できる装置を利用して、被測定クロック波形を順次同時サンプリングすることにより、被測定クロック信号間のクロック・スキューを推定でき、これによって必要な同時サンプリング回数を $N C_2$ ($= N(N-1)/2$) から $(N-1)$ 回の 2 チャンネル同時測定へ低減できるため、クロック・スキューの測定時間を大幅に短縮できる。

また、この発明のクロック・スキュー測定装置およびクロック・スキュー測定方法によれば、たとえば半導体チップ内で分配されるクロックをチップ外へ取り出すために最小のピン数しか必要としないため、VLSI のテスト費用を削減できる。

クレーム

1. 複数の被測定クロック信号間のクロック・スキュー (clock skew) を測定する装置であって、

上記複数の被測定クロック信号が入力されそのタイミング・ジッタ系列をそれぞれ推定するタイミング・ジッタ推定器 (timing jitter estimator) と、

上記複数のタイミング・ジッタ系列が入力され、それらのタイミング・ジッタ系列のタイミング差系列を計算し、クロック・スキュー系列を出力するクロック・スキュー推定器 (clock skew estimator) とを具備する。

2. クレーム1の装置において、

上記クロック・スキュー系列が複数入力され、これら複数のクロック・スキュー系列間の差を求める第2クロック・スキュー推定器を含む。

3. クレーム2の装置において、

上記タイミング・ジッタ系列が入力され、そのタイミング・ジッタ系列を逡倍して上記クロック・スキュー推定器へ出力する周波数逡倍器 (frequency multiplier) を含む。

4. クレーム1の装置において、

上記タイミング・ジッタ系列が入力され、そのタイミング・ジッタ系列を逡倍して上記クロック・スキュー推定器へ出力する周波数逡倍器 (frequency multiplier) を含む。

5. クレーム1の装置において、

上記複数の被測定クロック信号の理想クロック・エッジ間のタイミング誤差を推定し、クロック・スキューの確定的成分を上記クロック・スキュー推定器へ出力する確定的クロック・スキュー推定器 (deterministic clock skew estimator) を含み、上記クロック・スキュー推定器は上記タイミング差系列に上記クロック・スキューの確定的成分を加算して上記クロック・スキュー系列として出力する推定器である。

6. クレーム1乃至5の何れかの装置において、

上記クロック・スキュー系列が入力され、クロック・スキュー系列から上記被測定クロック信号のクロック・スキュー値を求めるクロック・スキュー検出器

(clock skew detector) を含む。

7. クレーム 6 の装置において、

クロック・スキュー検出器は、上記クロック・スキュー系列の最大値と最小値との差を求めるピーク・トゥ・ピーク検出器と、上記クロック・スキュー系列の2乗平均値を求めるRMS検出器と、上記クロック・スキュー系列のヒストグラムを求めるヒストグラム推定器との何れか1つ乃至複数である。

8. クレーム 1 乃至 5 の何れかの装置において、

上記タイミング・ジッタ推定器は、被測定クロック信号を複素数の解析信号に変換する解析信号変換器 (analytic signal transformer) と、上記解析信号の瞬時位相を求める瞬時位相推定器 (instantaneous phase estimator) と、上記瞬時位相を連続な瞬時位相に変換する連続位相変換器 (continuous phase converter) と、上記連続な瞬時位相からその瞬時リニア位相を推定するリニア位相推定器 (linear phase estimator) と、上記連続な瞬時位相から上記瞬時リニア位相を除去して、瞬時位相雑音 (instantaneous phase noise) を得る減算部 (subtractor) と、上記瞬時位相推定器と上記連続位相変換器との間、上記連続位相変換器と上記リニア位相推定器及び上記減算器との間、及び上記減算部の出力側の何れか1つに直列に挿入され、上記解析信号の実数部のゼロクロスタイミング近くで、その入力サンプリングして出力するゼロクロスサンプラとを備え、上記ジッタ系列推定部の出力として上記被測定クロック信号のタイミングジッタ系列として出力するものである。

9. クレーム 8 の装置において、

上記複素被測定クロック信号の上記確定的クロック・スキュー推定器は、瞬時リニア位相における初期位相角の差を求めてクロック・スキューの確定的成分を求める推定器である。

10. クレーム 8 の測定装置において、

上記解析信号変換器は、被測定クロック信号の通過帯域を変更できるものである。

11. クレーム 8 の装置において、

上記タイミング・ジッタ推定器は、上記瞬時位相雑音を入力とし、上記瞬時位

相雑音の低周波成分を除去して出力する低周波成分除去器を含む。

12. クレーム1乃至5の何れかの装置において、

上記被測定クロック信号が入力され、その位相変換成分を保持した状態で被測定クロック信号の振幅変調成分を除去して、上記タイミング・ジッタ推定器へ供給する波形クリッパ (waveform clipper) を含む。

13. 複数の被測定クロック信号間のクロック・スキューを測定する方法であって、

上記複数の被測定クロック信号のタイミング・ジッタ系列を推定するステップと、

上記複数のタイミング・ジッタ系列のタイミング差系列を計算し、クロック・スキュー系列を推定するステップと、を有する。

14. クレーム13の方法において、

複数の上記クロック・スキュー系列間の差をもとめ、クロック・スキュー系列を推定するステップ、を含む。

15. クレーム14の方法において、

上記タイミング・ジッタ系列の各タイミング・ジッタをM回ずつコピーして対応被測定クロック信号を(M+1)周波数通倍したタイミング・ジッタ系列を推定するステップを含む。

16. クレーム13の方法において、

上記タイミング・ジッタ系列の各タイミング・ジッタをM回ずつコピーして対応被測定クロック信号を(M+1)周波数通倍したタイミング・ジッタ系列を推定するステップを含む。

17. クレーム13の方法において、

上記複数の被測定クロック信号の理想クロック・エッジ間のタイミング誤差を推定し、クロック・スキューの確定的成分を推定するステップとを含み、上記クロック・スキュー系列を推定するステップは上記タイミング差系列と上記クロック・スキューの確定的成分を加算して上記クロック・スキュー系列とするステップである。

18. クレーム13乃至17の何れかの方法において、

上記クロック・スキュー系列から上記被測定クロック信号のクロック・スキュー値を求めるステップを含む。

19. クレーム18の方法において、

上記クロック・スキューを求めるステップは、上記クロック・スキュー系列の最大値と最小値との差をもとめ、ピーク・トゥ・ピーク値を計算するステップ、上記クロック・スキュー系列の2乗平均値をもとめ、RMS値を計算するステップ、上記クロック・スキュー系列のヒストグラム・データの何れか1つ又は複数である。

20. クレーム13乃至17の何れかの方法において、

上記タイミング・ジッタ系列を推定するステップは、被測定クロック信号を複素数の解析信号に変換するステップと、上記解析信号から上記被測定クロック信号の瞬時位相を求めるステップと、上記瞬時位相から連続な瞬時位相に変換するステップと、上記連続な瞬時位相からその瞬時リニア位相を推定するステップと、上記連続な瞬時位相から上記瞬時リニア位相を除去して瞬時位相雑音を得るステップと、上記瞬時位相、上記連続な瞬時位相、上記位相雑音波形の何れか1つを、上記解析信号の実数部のゼロクロスタイミングに近いタイミングでサンプリングするステップとを有し、最終的に上記被測定クロック信号のタイミング・ジッタ系列を求めるステップである。

21. クレーム20の方法において、

上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数の被測定クロック信号のリニア瞬時位相の初期位相角の差を求めることにより、クロック・スキューの確定的成分を求めるステップである。

22. クレーム21の方法において、

上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数の被測定クロック信号のタイミング・ジッタ系列の相関及び上記複数の被測定クロック信号の瞬時位相雑音の相関の何れかが最大値となるオフセット信号を求めてクロック・エッジのオフセット値を求めるステップと、上記オフセット値と上記初期位相角の差との和を求めて上記クロック・スキューの確定的成分を求めるステップを有する。

23. クレーム20の方法において、

上記被測定クロック信号間のクロック・スキューの確定的成分を推定するステップは、上記複数被測定クロック信号間のゼロクロス・タイミングの時間差の平均を求めることにより、クロック・スキューの確定的成分を求めるステップである。

24. クレーム20の方法において、

上記タイミング・ジッタを推定するステップは、上記瞬時位相雑音の低周波成分を除去するステップを含む。

25. クレーム13乃至17の何れかの方法において、

上記被測定クロック信号の位相変調成分を保持した状態で波形クリッピングをおこない、被測定クロック信号の振幅変調成分を除去して上記タイミング・ジッタ系列を推定するステップに移るステップを含む。

要約書

被測定クロック信号 $x_j(t)$, $x_k(t)$ の各タイミング・ジッタ系列 $\Delta\phi^j[n]$, $\Delta\phi^k[n]$ を推定し、これらのタイミング差系列を計算し、かつ $x_j(t)$, $x_k(t)$ のリニア瞬時位相の初期位相角 ϕ_0^j , ϕ_0^k を推定し、これらの差と上記タイミング差系列との和を $x_j(t)$, $x_k(t)$ 間のクロック・スキュー系列とする。